

特開 2002-94392

(P2002-94392A)

(43) 公開日 平成14年3月29日(2002.3.29)

(51)Int.Cl. 7	識別記号	F I	テマコード(参考)
H O 4 B	1/04	H O 4 B	1/04 E 5J091
			P 5J092
H O 3 F	1/02	H O 3 F	1/02 5J100
	3/24		3/24 5K060
H O 3 G	3/10	H O 3 G	3/10 A 5K067
審査請求	未請求	請求項の数 18	O L (全 12 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号	特願2000-279910(P2000-279910)	(71) 出願人	000005821 松下電器産業株式会社 大阪府門真市大字門真1006番地
(22) 出願日	平成12年9月14日(2000.9.14)	(72) 発明者	加藤 英信 神奈川県横浜市港北区綱島東四丁目3番1号 松下通信工業株式会社内
		(72) 発明者	小原 敏男 神奈川県横浜市港北区綱島東四丁目3番1号 松下通信工業株式会社内
		(74) 代理人	100105647 弁理士 小栗 昌平 (外4名)

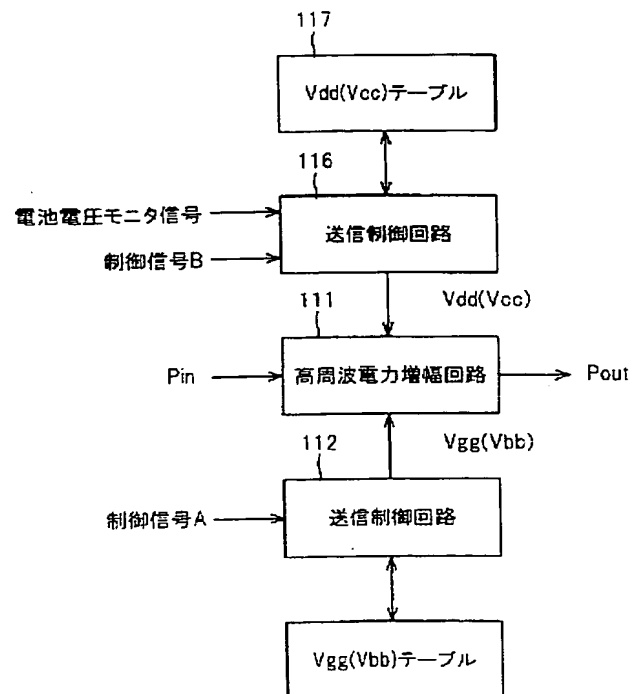
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 送信電力制御方法及び送信電力制御装置並びに移動無線局

(57) 【要約】

【課題】 移動無線局で、伝送レート等が異なったり送信電力や電池電圧が変動した場合でも最適な電源効率を達成する。

【解決手段】 高周波電力増幅回路111がソース接地された半導体増幅素子を有する送信電力制御装置で、半導体増幅素子のゲート電圧および/またはドレイン電圧を制御して、高周波電力増幅回路111の利得を線形的に変化させ、送信電力を制御する。好適には、ゲート電圧制御値はテーブル113から読み出し、ドレイン電圧制御値はテーブル117から読み出す。これにより、送信電力制御のダイナミックレンジが広い場合であっても回路規模を増やすことなくダイナミックレンジを確保できると共に変調歪み特性を劣化させずに、且つ電池電圧が高い時や最大出力電力以外の低い電力時の電源効率を良くすることができる。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 高周波電力増幅回路がソース接地された半導体増幅素子を有する送信電力制御装置の送信電力制御方法において、前記半導体増幅素子のドレイン電圧およびゲート電圧、またはドレイン電圧のみを制御して前記高周波電力増幅回路の利得を線形的に変化させ送信電力を制御することを特徴とする送信電力制御方法。

【請求項2】 請求項1において、前記高周波電力増幅回路の送信出力レベルが所定レベルを越えるときはドレイン電圧を制御し、前記所定レベル以下のときはゲート電圧とドレイン電圧の両方を制御することを特徴とする送信電力制御方法。

【請求項3】 請求項1または請求項2において、ドレイン電圧の制御値および／またはゲート電圧の制御値は、夫々、予め用意したテーブル値から読み出すことを特徴とする送信電力制御方法。

【請求項4】 請求項1乃至請求項3のいずれかにおいて、ドレイン電圧の制御値は、電池電圧の検出値に応じて決定することを特徴とする送信電力制御方法。

【請求項5】 高周波電力増幅回路がソース接地された半導体増幅素子を有し該半導体増幅素子のドレイン端子に電池電圧を供給する送信電力制御装置の送信電力制御方法において、前記高周波電力増幅回路の送信出力レベルが最大出力レベルより低い閾値レベル以上で且つ前記電池電圧が基準レベル以下の場合には、前記電池電圧を前記半導体増幅素子のドレイン端子に供給し、前記送信出力レベルが前記閾値レベル以上で且つ前記電池電圧が前記基準レベルを超える場合には該電池電圧を前記基準レベルに降下させて前記ドレイン端子に供給することを特徴とする送信電力制御方法。

【請求項6】 請求項5において、前記送信出力レベルが前記基準レベルより小さい場合に請求項1乃至請求項4のいずれかに記載のドレイン電圧の制御を行うことを特徴とする送信電力制御方法。

【請求項7】 異なる通信方式を使用する複数の移動通信システムに対して前記複数の移動通信システムの最大出力電力が異なる場合、或いは、最大出力電力が異なる複数のモードが存在する場合、最大出力が最も高い移動通信システム或いはモードに対してのみ請求項5の送信電力制御方法を適用し、その他の移動通信システム或いはモードに対しては請求項1の送信電力制御方法を適用することを特徴とする送信電力制御方法。

【請求項8】 請求項1乃至請求項7のいずれかにおいて、前記半導体増幅素子が電界効果トランジスタではなく、コレクタ、エミッタ、ベースを備える半導体素子の場合には、前記ドレイン電圧の代わりにコレクタ電圧とし、前記ゲート電圧の代わりにベース電圧とし、前記ソース接地の代わりにエミッタ接地とすることを特徴とする送信電力制御方法。

【請求項9】 高周波電力増幅回路がソース接地された

半導体増幅素子を有する送信電力制御装置において、前記半導体増幅素子のドレイン電圧およびゲート電圧、またはドレイン電圧のみを制御して前記高周波電力増幅回路の利得を線形的に変化させる送信電力制御手段を備えることを特徴とする送信電力制御装置。

【請求項10】 請求項9において、前記高周波電力増幅回路の送信出力レベルが所定レベルを越えるときはドレイン電圧を制御し、前記所定レベル以下のときはゲート電圧とドレイン電圧の両方を制御することを特徴とする送信電力制御装置。

【請求項11】 請求項9または請求項10において、ドレイン電圧の制御値および／またはゲート電圧の制御値を読み出すテーブルを予めメモリに格納してあることを特徴とする送信電力制御装置。

【請求項12】 請求項9乃至請求項11のいずれかにおいて、ドレイン電圧の制御値は、電池電圧の検出値に応じて決定することを特徴とする送信電力制御装置。

【請求項13】 高周波電力増幅回路がソース接地された半導体増幅素子を有し該半導体増幅素子のドレイン端子に電池電圧を供給する送信電力制御装置において、前記高周波電力増幅回路の送信出力レベルが最大出力レベルより低い閾値レベル以上で且つ前記電池電圧が基準レベル以下の場合には前記電池電圧を前記半導体増幅素子のドレイン端子に供給するスイッチ手段と、前記送信出力レベルが前記閾値レベル以上で且つ前記電池電圧が前記基準レベルを超える場合には該電池電圧を前記基準レベルに降下させて前記ドレイン端子に供給する電圧制御手段とを備えることを特徴とする送信電力制御装置。

【請求項14】 請求項13において、前記出力レベルが前記基準レベルより小さい場合に請求項9乃至請求項12のいずれかに記載のドレイン電圧の制御を行う手段を備えることを特徴とする送信電力制御装置。

【請求項15】 請求項9の送信電力制御装置と請求項13の送信電力制御装置とを備え、異なる通信方式を使用する複数の移動通信システムに対して前記複数の移動通信システムの最大出力電力が異なる場合、或いは、最大出力電力が異なる複数のモードが存在する場合に、最大出力が最も高い移動通信システム或いはモードに対してのみ請求項13の送信電力制御装置を駆動させ、その他の移動通信システム或いはモードに対しては請求項9の送信電力制御装置を駆動させることを特徴とする送信電力制御装置。

【請求項16】 請求項9乃至請求項15のいずれかにおいて、前記半導体増幅素子が電界効果トランジスタではなく、コレクタ、エミッタ、ベースを備える半導体素子の場合には、前記ドレイン電圧の代わりにコレクタ電圧とし、前記ゲート電圧の代わりにベース電圧とし、前記ソース接地の代わりにエミッタ接地とすることを特徴とする送信電力制御装置。

【請求項17】 請求項9乃至請求項16のいずれかに

において、前記送信出力レベルを検出する検波手段が、検波用ダイオードと、この検波用ダイオードのアノード部に直流バイアス電圧を印加するバイアス手段を備え、前記検波手段により検出された信号をAPC (Automatic Power Control) 制御とドレイン電圧制御に用いることを特徴とする送信電力制御装置。

【請求項 18】 請求項 9 乃至請求項 17 のいずれかに記載の送信電力制御装置を搭載したことを特徴とする移動無線局。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は携帯電話機等の移動無線局に用いる送信電力制御方法及びその装置に係り、特に、電源効率（直流消費電力に対する高周波出力の効率）の高効率化を図るのに好適な送信電力制御方法及びその装置とこの送信電力制御装置を搭載した移動無線局に関する。

【0002】

【従来の技術】 図 12 は、従来の送信電力制御装置の構成図である。図 12 の送信電力制御装置は、IF 段のレベル可変回路 1215 と、IF 信号を RF 信号に変換するミキサ 1213 と、この RF 信号の利得を制御するレベル可変回路（利得制御付増幅回路）1214 と、このレベル可変回路 1214 の出力を増幅して出力信号  $P_{out}$  とする高周波電力増幅回路 1211 と、2 つのレベル可変回路 1215、1214 を制御する送信制御回路 1212 で構成されている。高周波電力増幅回路 1211 は、通常、ソース接地（又はエミッタ接地）された半導体増幅素子を備え、この半導体増幅素子には、ドレイン電圧  $V_{DD}$ （又はコレクタ電圧  $V_{CC}$ ）とゲート電圧  $V_{GG}$ （又はベース電圧  $V_{BB}$ ）が印加されている。

【0003】 この従来の送信電力制御装置で、送信電力の制御を行うのは、IF 段及び RF 段のレベル可変回路 1215、1214 であり、高周波電力増幅回路 1211 の利得は一定である。また、高周波電力増幅回路 1211 のドレイン電圧（又はコレクタ電圧）としては、移動体通信装置が装備する蓄電池の出力電圧にほぼ等しい電圧が供給されており、移動通信システムに要求される最大電力出力時における隣接チャネル漏洩電力規格を満足するように、ドレイン電圧（又はコレクタ電圧）の動作電圧点と、ゲート電圧（又はベース電圧）の動作電圧点が決定されており、電池電圧の状況や、送信電力レベルに応じて各動作電圧点の可変制御は行っていない。

【0004】 尚、従来技術に関連するものとして、例えば特開平 7-336243 号公報記載のものがある。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】 移動体通信システムでは、伝送レート等が異なると、要求される最大出力電力も異なってしまう。このため、上述した従来技術の様に、ドレイン電圧（又はコレクタ電圧）やゲート電圧

（又はベース電圧）の夫々の動作電圧点が固定されていると、移動体通信システムの最大出力電力が低くなったモードでは電源効率が低下してしまい、また、移動体通信システムでの送信電力低下時においての電源効率が低下してしまい、更に、電池電圧が十分に高い時の電源効率が最大出力電力時の電源効率に比べて著しく低下してしまうという問題が生じる。

【0006】 本発明は、上述した従来技術の問題点に鑑み為されたもので、伝送レート等が異なったり送信電力や電池電圧が変動した場合でも最適な電源効率を達成できる送信電力制御方法及びその装置を提供することを目的とする。

【0007】

【課題を解決するための手段】 上記目的は、高周波電力増幅回路がソース接地された半導体増幅素子を有する送信電力制御装置の送信電力制御において、前記半導体増幅素子のドレイン電圧およびゲート電圧、またはドレイン電圧のみを制御して前記高周波電力増幅回路の利得を線形的に変化させ送信電力を制御することで達成される（請求項 1、請求項 9）。

【0008】 好適には、上記において、前記高周波電力増幅回路の送信出力レベルが所定レベルを越えるときはドレイン電圧を制御し、前記所定レベル以下のときはゲート電圧とドレイン電圧の両方を制御する。また、ドレイン電圧の制御値および／またはゲート電圧の制御値は、夫々、予め用意したテーブル値から読み出す。更に、ドレイン電圧の制御値は、電池電圧の検出値に応じて決定する（請求項 2～4、10～12）。

【0009】 上記目的はまた、高周波電力増幅回路がソース接地された半導体増幅素子を有し該半導体増幅素子のドレイン端子に電池電圧を供給する送信電力制御装置の送信電力制御において、前記高周波電力増幅回路の送信出力レベルが最大出力レベルより低い閾値レベル以上で且つ前記電池電圧が基準レベル以下の場合には、前記電池電圧を前記半導体増幅素子のドレイン端子に供給し、前記送信出力レベルが前記閾値レベル以上で且つ前記電池電圧が前記基準レベルを超える場合には該電池電圧を前記基準レベルに降下させて前記ドレイン端子に供給することで達成される（請求項 5、13）。

【0010】 好適には、上記において、前記送信出力レベルが前記基準レベルより小さい場合に請求項 1～4 のドレイン電圧の制御を行う（請求項 6、14）。

【0011】 上記目的はまた、異なる通信方式を使用する複数の移動通信システムに対して前記複数の移動通信システムの最大出力電力が異なる場合、或いは、最大出力電力が異なる複数のモードが存在する場合、最大出力が最も高い移動通信システム或いはモードに対してのみ請求項 5 の送信電力制御を適用し、その他の移動通信システム或いはモードに対しては請求項 1 の送信電力制御を適用することで、達成される（請求項 7、14）。

【0012】尚、前記半導体増幅素子が電界効果トランジスタではなく、コレクタ、エミッタ、ベースを備える半導体素子の場合には、前記ドレイン電圧の代わりにコレクタ電圧とし、前記ゲート電圧の代わりにベース電圧とし、前記ソース接地の代わりにエミッタ接地とする。

【0013】更に、前記送信出力レベルを検出する検波手段が、検波用ダイオードと、この検波用ダイオードのアノード部に直流バイアス電圧を印加するバイアス手段を備え、前記検波手段により検出された信号をAPC (Automatic Power Control) 制御とドレイン電圧制御に用いる。

【0014】高周波電力増幅回路は、移動通信システムに要求される隣接チャネル漏洩電力規格を満足する構成となっているので、移動通信システムに要求される最大出力電力以外の低い送信出力電力時においては、十分余裕のある出力変調歪み特性を持っている。このため、隣接チャネル漏洩電力規格を満足させる範囲で、高周波電力増幅回路のドレイン（コレクタ）バイアス点および／またはゲート（ベース）バイアス点を最適制御することで、電源効率を向上させることができると共に、ダイナミックレンジの広い送信電力制御を行うことが可能となる。また、電池電圧が十分に高いときにおいても、高周波電力増幅回路のドレイン（コレクタ）バイアス点を制御することで、電源効率を向上させることが可能となる。

【0015】従って、本発明では、送信電力制御のダイナミックレンジが広い場合であっても回路規模を増やすことなくダイナミックレンジを確保できると共に変調歪み特性を劣化させずに、且つ電池電圧が高い時や最大出力電力以外の低い電力時の電源効率を良くすることができる。

【0016】

【発明の実施の形態】以下、本発明の一実施形態を図面を参照して説明する。尚、以下の実施形態では高周波電力増幅回路で用いる半導体増幅素子として電界効果トランジスタ（FET）を使用するため、ドレイン、ゲート、ソースという用語を用いるが、FETの代わりに通常のトランジスタを使用することも可能であり、このため、この明細書でドレイン、ゲート、ソースという用語は、夫々、通常のトランジスタのコレクタ、ベース、エミッタをも意味し、また、逆も同様とする。

【0017】図1は、本発明の第1の実施形態に係る送信電力制御装置のブロック構成図である。この送信電力制御装置は、ソース接地された半導体増幅素子を備え高周波信号の電力を増幅する高周波電力増幅回路111と、前記半導体増幅素子のゲート電圧 $V_{GG}$ を制御する送信制御回路112と、前記ゲート電圧の値を決定する $V_{GG}$ テーブル113と、前記半導体増幅素子のドレイン電圧を制御する送信制御回路116と、前記ドレイン電圧 $V_{DD}$ の値を決定する $V_{DD}$ テーブル117とを備え、送信

制御回路116は、例えば、変換効率の高いDC/DCコンバータやリアレギュレータなどの電圧制御器を備える。

【0018】送信制御回路112は、線形な制御信号Aに基づき $V_{GG}$ テーブル113から最適なゲート電圧 $V_{GG}$ の値を読み出して高周波電力増幅回路111に出力し、送信制御回路116は、電池電圧情報である電池電圧モニタ信号と、線形な制御信号Bとに基づいて $V_{DD}$ テーブル117から最適なドレイン電圧 $V_{DD}$ の値を読み出して高周波電力増幅回路111に出力する。

【0019】この第1の実施形態に係るゲート電圧 $V_{GG}$ の値は、線形な制御信号Aに応じて送信制御回路112がテーブル113から読み出すが、 $V_{GG}$ テーブル113には、線形な制御信号Aに対して高周波電力増幅回路111の利得が線形になるような $V_{GG}$ 電圧値がテーブル化されている。同様に、高周波電力増幅回路111のドレイン電圧 $V_{DD}$ の値は、制御信号Bと電池電圧モニタ信号とに応じて送信制御回路116がテーブル116から読み出す。このテーブル116は、次の様にして作成されている。

【0020】電池電圧の基準電池電圧を $V_M$ 、最高電池電圧（満充電電池電圧）を $V_H$ とする（ $V_M < V_H$ ）と、最高電池電圧 $V_H$ は、外部充電器の最高電圧や、外部電源の最高電圧などが該当する。高周波電力増幅回路111の最大送信出力電力時において、最良な電源効率を達成できるドレイン電圧 $V_{DD}$ の値を基準電池電圧 $V_M$ とする。

【0021】このような設定のもとで、高周波電力増幅回路111が最大出力電力を送信し、且つ、電池電圧モニタ信号で判定される電池電圧が基準電池電圧 $V_M$ 以上のとき、ドレイン電圧 $V_{DD}$ は、基準電池電圧 $V_M$ に等しくなるように制御され、高周波電力増幅回路111が最大出力電力より低い送信電力になるときは、その送信電力レベルに応じて、高周波電力増幅回路111の出力変調歪みの特性を劣化させない範囲で基準電池電圧 $V_M$ 以下に下がっていくように、テーブル116は作成されている。

【0022】ここで、高周波電力増幅回路111の最大送信出力電力を閾値としているが、必ずしも最大送信出力電力を閾値とする必要はなく、最大送信出力電力よりも幾らか低い電力値を閾値としても当然成り立つのは明らかである。また、高周波電力増幅回路の最大送信出力電力時においての最良電源効率が達成できるドレイン電圧 $V_{DD}$ の値が、基準電池電圧 $V_M$ と等しくない場合があっても良いのも明らかである。

【0023】図2、図3は、電池電圧が或る一定電圧 $V_B$ のとき（ $V_M \leq V_B \leq V_H$ ）の高周波電力増幅回路の特性を示す図である。図2は、コレクタ電圧 $V_{CC}$ 及びベース電圧 $V_{BB}$ を印加する高周波電力増幅器の出力電力（ $P_{OUT}$ ）に対するコレクタ電圧 $V_{CC}$ 及びベース電圧 $V_{BB}$ 及

び隣接チャネル漏洩電力（ACLR＝出力変調歪特性）を、ほぼ同一のACLRの状態にて測定したものである。図2によると、出力電力レベル（ $P_{OUT}$ ）をACLR一定の基で下げていった場合、コレクタ電圧 $V_{CC}$ 及びベース電圧 $V_{BB}$ は低くなる特性となる。

【0024】図3は、コレクタ電圧 $V_{CC}$ 及びベース電圧 $V_{BB}$ を印加する高周波電力増幅回路の出力電力（ $P_{OUT}$ ）に対する消費電流（ $I_{total}$ ）及び利得（Gain）を、図2と同様に、ほぼ同一のACLRの状態にて測定したものである。尚、各出力電力に対する特性は、図2におけるコレクタ電圧 $V_{CC}$ 及びベース電圧 $V_{BB}$ と対応している。

【0025】図3によると、出力電力レベル（ $P_{OUT}$ ）をACLR一定の基で下げていった場合、電圧利得（Gain）はコレクタ電圧 $V_{CC}$ の可変領域でほぼ一定利得となっており、ベース電圧 $V_{BB}$ の可変領域が加わる低出力レベルではほぼ一定に低下する特性となる。このため、ベース電圧制御及びコレクタ電圧制御を行った場合、これら制御を行わない時の電源効率と比較して、電源効率が大幅に良くなることが分かる（図3のトータル消費電流が大幅に良くなる。）。

【0026】以上のことから、ACLR特性一定でベース電圧及びコレクタ電圧を制御することにより、ACLRを劣化させることなく利得の制御効率や電源効率を上げることが可能となる。また、この特性を利用し、線形な制御信号に対してベース電圧 $V_{BB}$ を高周波電力増幅回路の利得が線形になるように設定することにより、たとえば高周波電力増幅回路の利得がベース電圧 $V_{BB}$ とコレクタ電圧 $V_{CC}$ に対して線形でなくとも、低出力領域においては高周波電力増幅回路を線形なレベル可変回路として使用することが可能となり、更に、電源効率を向上させることも可能となる。

【0027】以上述べた様に、第1の実施形態では、高周波電力増幅回路のソース接地された半導体増幅素子のドレインおよびゲートに、予めメモリ等に格納した $V_{GG}$ テーブル及び $V_{DD}$ テーブルから電池電圧モニタ信号等を基に読み出したドレイン電圧値及びゲート電圧値の各電圧を印加している。これにより、高周波電力増幅回路の利得を線形的に変化させることができ、且つ、出力変調歪みが最適になるように、ドレイン電圧及びゲート電圧を制御することが可能となる。更に、ゲート電圧やドレイン電圧を下げる事が可能となり、移動体通信システムに要求される最大出力電力以外の低い送信出力電力時や電池電圧が十分高い時において、高周波電力増幅回路の電源効率を向上させることができる。

【0028】図4は、本発明の第2の実施形態に係る送信電力制御装置のブロック構成図である。この送信電力制御装置は、高周波信号の電力を増幅する高周波電力増幅回路411と、ゲート電圧 $V_{GG}$ を制御する送信制御回路412と、ドレイン電圧 $V_{DD}$ を制御する送信制御回路

416と、高周波電力増幅回路411の出力信号を検波する検波回路420と、送信制御回路412により $V_{GG}$ 値を読み出される $V_{GG}$ テーブル413と、送信制御回路416により $V_{DD}$ 値を読み出される $V_{DD}$ テーブル417と、高周波電力増幅回路411の前段に設けられIF信号のレベルを検波回路420の検出電圧に応じて可変するレベル可変回路419とを備え、送信制御回路416は、例えば、変換効率の高いDC/DCコンバータ（図8参照）やリニアレギュレータなどの電圧制御器を備える。

【0029】送信制御回路412は、線形な制御信号Aに基づき $V_{GG}$ テーブル413から最適なゲート電圧 $V_{GG}$ の値を読み出して高周波電力増幅回路411に出力し、送信制御回路416は、電池電圧情報である電池電圧モニタ信号と、線形な制御信号Bとに基づいて $V_{DD}$ テーブル417から最適なドレイン電圧 $V_{DD}$ の値を読み出して高周波電力増幅回路411に出力する。

【0030】検波回路420は、高周波電力増幅回路411の出力（送信レベル）を監視しており、検波電圧を送信制御回路412と送信制御回路416に通知している。そして、各送信制御回路412、416は、図5に示す様に、高出力電力時にはゲート電圧（ $V_{GG}$ ）制御は行わずにドレイン電圧（ $V_{DD}$ ）制御を行い、利得一定な一般の高周波電力増幅回路として動作するように高周波電力増幅回路411を設定する。また、低出力レベル領域では、ゲート電圧制御とドレイン電圧制御の両方を行い、高周波電力増幅回路411がレベル変換回路として動作するように設定する。

【0031】このように、最大出力レベルより低い所定の電力レベルから最大出力レベルまでの高出力領域においては、出力変調歪みが移動体通信システムの隣接チャネル漏洩電力規格を満足できる範囲で、ドレイン電圧のみを制御し、この所定の電力レベル以下の低出力領域では、高周波電力増幅回路の出力変調歪みが移動体通信システムの隣接チャネル漏洩電力規格を満足できる範囲で、利得が線形的に変化するように、ドレイン電圧とゲート電圧の両方を制御することで、従来は一般に一定利得／一定動作バイアス点で用いる高周波電力増幅回路を、レベル可変回路（可変増幅器又は可変減衰器）として使用でき、伝送レートが変わったり、電池電圧や送信電力が変動した場合でも、電源効率や利得の制御効率を向上させることが可能となり、更に、回路規模の縮小を図ることも可能となる。

【0032】図6は、本発明の第3実施形態に係る送信電力制御装置の制御手順を示すフローチャートである。このフローチャートでは、一例として、ゲート電圧（ $V_{GG}$ ）制御を行う電力レベルを $P_L$ 以下とし、最大出力レベルを $P_H$ とする（ $P_L < P_H$ ）。また、電池電圧の基準電池電圧を $V_M$ 、最高電池電圧（満充電電池電圧）を $V_H$ とする（ $V_M < V_H$ ）。ここで、最高電池電圧 $V_H$ は外部

10

20

30

40

50

充電器の最高電圧や、外部電源の最高電圧などの場合も該当する。高周波電力増幅回路の最大送信出力電力時におけるの最良電源効率が達成できる $V_{DD}$ 電圧も基準電池電圧 $V_M$ とする。

【0033】まず、検波回路（図4の420参照）で高周波電力増幅回路の出力レベルを検出し（ステップS601）、次に、この出力レベルの判定を、ステップS602とステップ606で並行して行う。ステップS602は、高周波電力増幅回路411の $V_{GG}$ 制御を行うか否かを決定するステップであり、ステップS606は、高周波電力増幅回路の $V_{DD}$ 制御を選択する（この実施形態では3種類の $V_{DD}$ 制御が用意されている。）ステップである。

【0034】ステップS602では、送信機出力レベルが $P_L$ 以上であるか否かを判定する。この出力レベルが $P_L$ より小さい場合には、図5の低出力領域であると判断してステップS603とステップS604に進み、検波回路の検出電圧に応じてレベル可変回路（図4の419参照）のレベル制御を行うと共に、制御信号Aによって送信制御回路412が高周波電力増幅回路411のゲート電圧（ $V_{GG}$ ）を制御すべく $V_{GG}$ テーブルから最適値を読み出して高周波電力増幅回路411の利得を下げる。

【0035】ステップS602での判定結果により、出力レベルが $P_L$ より大きいと判定された場合には、ステップS605に進み、高周波電力増幅回路のゲート電圧制御は行わずに（利得一定の高周波電力増幅回路として動作させる。）、レベル可変回路のレベル制御のみ行う。

【0036】ステップS606では、最大出力レベルが $P_H$ であるか否かを判定する。最大出力レベルが $P_H$ であると判定された場合には、次にステップS607に進んで電池電圧を検出し（即ち、電池電圧モニタ信号を読み取り）、電池電圧が $V_M$ 以上であるか否かを判定する（ステップS608）。

【0037】電池電圧レベルが $V_M$ 以下の場合には、ステップS609に進み、 $V_{DD}$ 制御Iを行う。 $V_{DD}$ 制御Iとは、ドレイン電圧として電池電圧を直接供給する制御である。電池電圧レベルが $V_M$ より大きい場合には、ステップS608からステップS610に進み、 $V_{DD}$ 制御IIを行う。 $V_{DD}$ 制御IIとは、高周波電力増幅回路の半導体増幅素子のドレイン電圧として基準電圧 $V_M$ を印加する制御である。

【0038】一方、ステップS606の判定で、出力レベルが最大出力レベル $P_H$ より低いと判定された場合には、ステップS611に進み、 $V_{DD}$ 制御IIIを行う。この $V_{DD}$ 制御IIIとは、高周波電力増幅回路の出力変調歪みの特性を劣化させないように、電池電圧レベルに応じた $V_{DD}$ テーブル413をもとにドレイン電圧が $V_M$ 以下に下がって行くようにする制御である。

【0039】このように、 $V_{GG}$ テーブルや $V_{DD}$ テーブルを使用して高周波電力増幅回路を制御することで、 $V_{GG}$ 制御や $V_{DD}$ 制御を行わない時の電源効率と比較して、電源効率の良い制御が可能になると共に、利得や出力変調歪みも制御可能となる。

【0040】図7は、本発明の第4の実施形態に係る送信電力制御装置の制御手順を示すフローチャートである。尚、図6のフローチャートと比較して、ステップS602～ステップS605の部分は省略してある。

10 【0041】この実施形態では、一例として、最大出力レベルを $P_H$ とし、ある閾値の出力電力レベルを $P_M$ とする（ $P_M \leq P_H$ ）。また、電池電圧の基準電池電圧を $V_M$ とし、最高電池電圧（満充電電池電圧）を $V_H$ とする（ $V_M < V_H$ ）。ここで、最高電池電圧 $V_H$ は、外部充電器の最高電圧や、外部電源の最高電圧などの場合も該当する。高周波電力増幅回路（図4の411参照）の最大送信出力電力時におけるの最良電源効率が達成できる $V_{DD}$ 電圧も基準電池電圧 $V_M$ とする。

20 【0042】この制御手順において、先ず、検波回路（図4の420参照）で送信機出力レベルを検出し（ステップS701）、次に、ステップS702により、その出力レベルが上記の閾値レベル $P_M$ より大きいか否かを判定する。出力レベル $> P_M$ の場合にはステップS703に進み、電池電圧モニタ信号を参照して電池電圧レベルを読み取る。次のステップS704では、電池電圧レベルが上記の基準電池電圧 $V_M$ 以下であるか否かを判定し、電圧レベル $\leq V_M$ （判定結果がYES）のときはステップS705に進み、後述する図8の回路を用いて、ドレイン電圧制御を行う回路をバイパスさせ、電池電圧を直接ドレインに供給する。ステップS704で電圧レベル $> V_M$ （判定結果がNO）と判定された場合には、ステップS706に進み、 $V_{DD}$ 制御Iを実行する。この実施形態で $V_{DD}$ 制御Iとは、 $V_{DD}$ 電圧が基準電池電圧 $V_M$ となるようにする制御である。

30 【0043】ステップS702で、出力レベル $\leq P_M$ と判定された場合（判定結果がNO）には、ステップS707に進み、 $V_{DD}$ 制御IIを実行する。この実施形態で $V_{DD}$ 制御IIとは、高周波電力増幅回路の出力変調歪みの特性を劣化させないように、電池電圧に応じた $V_{DD}$ テーブルを基に、ドレイン電圧が基準電池電圧 $V_M$ 以下に下がっているような制御をいう。

40 【0044】このように、高周波電力増幅回路のドレイン電流により、電源電圧制御回路による電圧降下が大きく、高周波電力増幅回路に所望のドレイン電圧を供給できない電力レベル以上では、電圧制御回路をバイパスさせることで、高周波電力増幅回路に常に最適なドレイン電圧を供給でき、電源効率を向上させることが可能となる。

50 【0045】図8は、図4の送信制御回路416内に設けられるバイパス部分の構成図である。この送信制御回

路416は、移動無線局に搭載されているバッテリー（電池）801と、高周波電力増幅回路411の図示しない半導体増幅素子のドレイン端子との間に介挿され、DC/DCコンバータICを用いた電圧制御回路802と、MOSFET803とが並列に設けられている。このMOSFET803は、図7のステップ705に制御が進んだ場合、導通状態となり、ステップ706に制御が進んだ場合、遮断状態となる。

【0046】これにより、出力レベルが $P_M$ より大で且つ電池電圧レベルが基準電圧 $V_M$ より小のときは、電池電圧が半導体増幅素子のドレイン端子にMOSFET803を通して直接印加され、出力レベルが $P_M$ より大で且つ電池電圧レベルが基準電圧 $V_M$ より大のときは、DC/DCコンバータICを用いた電圧制御回路802が電池電圧を基準電圧 $V_M$ まで降下させてドレイン端子に印加する。また、出力レベルが $P_M$ より小のときは、高周波電力増幅回路411の出力変調歪みの特性を劣化させないように、電池電圧に応じた $V_{DD}$ テーブルを基にドレイン電圧が基準電圧 $V_M$ 以下に下がって行くようにDC/DCコンバータICを用いた電圧制御回路802にてドレイン端子に印加する電圧を制御する。

【0047】図9は、本発明の第5の実施形態に係る送信電力制御装置の制御手順を示すフローチャートである。尚、図6のフローチャートと比較して、ステップS602～ステップS605の部分は省略してある。

【0048】この第5の実施形態では、要求される最大出力電圧が最も高い移動通信システムをシステムAとし、それ以外の移動通信システムをシステムBとする。移動通信システムAの最大出力レベルを $P_{H1}$ とし、移動通信システムBの最大出力レベルを $P_{H2}$ とし、或る閾値レベルを $P_M$ （ $P_{H2} \leq P_M \leq P_{H1}$ ）とする。また、電池電圧の基準電圧を $V_M$ 、最高電池電圧（満充電電池電圧）を $V_H$ （ $V_M < V_H$ ）とする。ここで、最高電池電圧 $V_H$ は、外部充電器の最高電圧や外部電源の最高電圧などが該当し、高周波電力増幅回路411の最大送信出力電力時に最良電源効率を達成する $V_{DD}$ 電圧も基準電池電圧 $V_M$ とする。

【0049】この実施形態では、まず、基地局から送られてくる移動通信システムの識別信号を検出し（ステップS901）、移動通信システムがA、Bのいずれであるかを判定する（ステップS902）。ここで、システムAであると判定された場合にはステップS903に進み、検波回路により出力レベルを検出し、ステップS904で、出力レベルが閾値レベル $P_M$ より大きい否かを判定する。出力レベルが閾値レベル $P_M$ より大のときは電池電圧モニタ信号を参照し（ステップS905）、次に、現在の電池電圧レベルが基準電圧 $V_M$ 以下であるか否かを判定する（ステップS906）。

【0050】そして、現在の電池電圧レベルが基準電圧 $V_M$ 以下の場合にはステップS907に進み、DC/D

CコンバータICを用いた電圧制御回路をバイパスさせ、高周波電力増幅回路の半導体増幅素子のドレイン端子に電池電圧を直接供給する。出力レベルが最大出力レベル $P_{H1}$ と閾値レベル $P_M$ の間にある場合、高周波電力増幅回路の負荷電流が大きいため、DC/DCコンバータを用いた電圧制御回路による電圧ドロップも大きくなってしまふ。つまり、出力レベルがこの範囲で且つ電池電圧レベルが基準電圧以下の場合には、DC/DCコンバータによって最適なドレイン電圧を供給することができなくなるため、本実施形態ではステップS907に進み、電池電圧を直接ドレイン端子に供給する構成としている。

【0051】現在の電池電圧レベルが基準電圧 $V_M$ より大の場合にはステップS908に進み、 $V_{DD}$ 制御Iを実行する。この実施形態で $V_{DD}$ 制御Iとは、DC/DCコンバータICを用いた電圧制御回路によってドレイン端子に基準電圧 $V_M$ を供給する制御である。

【0052】ステップS904で、出力レベルが閾値レベル $P_M$ 以下であると判定された場合（判定結果がN O）には、ステップS909に進み、 $V_{DD}$ 制御IIを実行する。この $V_{DD}$ 制御IIとは、高周波電力増幅回路411の出力変調歪みの特性を劣化させないように、電池電圧に応じた $V_{DD}$ テーブルを基にDC/DCコンバータICを用いた電圧制御回路によってドレイン電圧を基準電圧 $V_M$ 以下に下げていくような制御である。

【0053】ステップS902で、移動通信システムがシステムBであると判定された場合には、高周波電力増幅回路の負荷電流のために生じるDC/DCコンバータICを用いた電圧制御回路の電圧ドロップは問題とならないので、ステップS910に進み、高周波電力増幅回路の出力変調歪みの特性を劣化させないように、電池電圧に応じた $V_{DD}$ テーブルを基にDC/DCコンバータICを用いた電圧制御回路による制御（ $V_{DD}$ 制御III）を行う。

【0054】このように、要求される最大出力電圧が最も高い移動通信システムでは、高周波電力増幅回路のドレイン電流によって電源電圧制御回路による電圧降下が大きくドレイン端子に所望のドレイン電圧を供給ができない電力レベル以上でDC/DCコンバータによるドレイン制御をバイパスさせ、それ以外の電力レベルでDC/DCコンバータによるドレイン制御を行うので、高周波電力増幅回路に常に最適なドレイン電圧を供給でき、電源効率を向上させることが可能となり、また、利得や出力変調歪みも制御可能となる。

【0055】図10は、本発明の第6の実施形態に係る送信電力制御装置の制御手順を示すフローチャートである。尚、図6のフローチャートと比較して、ステップS602～ステップS605の部分は省略してある。

【0056】移動通信システムでは、異なる伝送レート等により、要求される最大出力電力が異なる複数のモー

10

20

30

40

50

ドが存在する場合がある。この第6の実施形態では、要求される最大出力電圧が最も高いモードをモードAとし、それ以外のモードをモードBとする。モードAの最大出力レベルを $P_{H1}$ とし、モードBの最大出力レベルを $P_{H2}$ とし、或る閾値レベルを $P_M$  ( $P_{H2} \leq P_M \leq P_{H1}$ ) とする。また、電池電圧の基準電圧を $V_M$ 、最高電池電圧（満充電電池電圧）を $V_H$  ( $V_M < V_H$ ) とする。ここで、最高電池電圧 $V_H$ は、外部充電器の最高電圧や外部電源の最高電圧などが該当し、高周波電力増幅回路411の最大送信出力電力時に最良電源効率を達成する $V_{DD}$ 電圧も基準電池電圧 $V_M$ とする。

【0057】この実施形態では、先ず、基地局から送られてくるモード識別信号を検出し（ステップS101）、次に、モードがA、Bのいずれであるかを判定する（ステップS102）。ここで、モードAであると判定された場合にはステップS103に進み、検波回路により出力レベルを検出し、ステップS104で、出力レベルが閾値レベル $P_M$ より大きい否かを判定する。出力レベルが閾値レベル $P_M$ より大のときは電池電圧モニタ信号を参照し（ステップS105）、次に、現在の電池電圧レベルが基準電圧 $V_M$ 以下であるか否かを判定する（ステップS106）。

【0058】そして、現在の電池電圧レベルが基準電圧 $V_M$ 以下の場合にはステップS107に進み、DC/DCコンバータ1Cを用いた電圧制御回路をバイパスさせ、高周波電力増幅回路の半導体増幅素子のドレイン端子に電池電圧を直接供給する。出力レベルが最大出力レベル $P_{H1}$ と閾値レベル $P_M$ との間にある場合、高周波電力増幅回路の負荷電流が大きいため、DC/DCコンバータを用いた電圧制御回路による電圧ドロップも大きくなってしまふ。つまり、出力レベルがこの範囲で且つ電池電圧レベルが基準電圧以下の場合には、DC/DCコンバータによって最適なドレイン電圧を供給することができなくなってしまう。このため、本実施形態ではステップS107を設け、電池電圧を直接ドレイン端子に供給する構成としている。

【0059】現在の電池電圧レベルが基準電圧 $V_M$ より大の場合にはステップS108に進み、 $V_{DD}$ 制御Iを実行する。この実施形態で $V_{DD}$ 制御Iとは、DC/DCコンバータ1Cを用いた電圧制御回路によってドレイン端子に基準電圧 $V_M$ を供給する制御である。

【0060】ステップS104で、出力レベルが閾値レベル $P_M$ 以下であると判定された場合（判定結果がN O）には、ステップS109に進み、 $V_{DD}$ 制御IIを実行する。この $V_{DD}$ 制御IIとは、高周波電力増幅回路411の出力変調歪みの特性を劣化させないように、電池電圧に応じた $V_{DD}$ テーブルを基にDC/DCコンバータ1Cを用いた電圧制御回路によってドレイン電圧を基準電圧 $V_M$ 以下に下げていくような制御である。

【0061】ステップS102で、モードがモードBで

あると判定された場合には、高周波電力増幅回路の負荷電流のために生じるDC/DCコンバータ1Cを用いた電圧制御回路の電圧ドロップは問題とならないので、ステップS110に進み、高周波電力増幅回路の出力変調歪みの特性を劣化させないように、電池電圧に応じた $V_{DD}$ テーブルを基にDC/DCコンバータ1Cを用いた電圧制御回路による制御（ $V_{DD}$ 制御III）を行う。

【0062】このように、要求される最大出力電圧が最も高いモードでは、高周波電力増幅回路のドレイン電流によって電源電圧制御回路による電圧降下が大きくドレイン端子に所望のドレイン電圧を供給ができない電力レベル以上でDC/DCコンバータによるドレイン制御をバイパスさせ、それ以外の電力レベルでDC/DCコンバータによるドレイン制御を行うので、高周波電力増幅回路に常に最適なドレイン電圧を供給でき、電源効率を向上させることが可能となり、また、利得や出力変調歪みも制御可能となる。

【0063】図11は、本発明の第7の実施形態に係る送信電力制御装置のブロック構成図である。この送信電力制御装置は、高周波信号の電力を増幅する高周波電力増幅器711と、ゲート電圧 $V_{GG}$ を制御する送信制御回路712及び $V_{GG}$ テーブル713と、ドレイン電圧 $V_{DD}$ を制御する送信制御回路716と、高周波電力増幅器711の出力信号を検波する検波回路720とを備える。送信制御回路712は、制御信号Aにより $V_{GG}$ テーブル713から最適な $V_{GG}$ 値を読み出すが、この実施形態では、 $V_{DD}$ テーブルは備えず、送信制御回路716は、後述するようにして、電池電圧情報である電池電圧モニタ信号に基づき $V_{DD}$ 値を決定する。送信制御回路716は、変換効率の高いDC/DCコンバータやリニアレギュレータなどの電圧制御器を備える。

【0064】検波回路720は、検波信号を出力するダイオード721のアノード端にもう一つ別のダイオード722が接続され、そのアノード端にバイアス電圧 $V_{bias}$ が印加されている。高周波電力増幅回路711をモニタした信号レベルがある一定のダイオード順方向電圧を越えると、高周波電力増幅回路711の出力信号（検波回路720によるモニタ信号）は線形に半波整流され、ダイオード721のカソード側に設けられたRCフィルタ723により積分され、検波電圧が生成される。上記のバイアス電圧 $V_{bias}$ により、モニタ信号の検波動作点は変更可能となっている。従って、高周波電力増幅回路711の出力信号レベルが或る一定のダイオード順方向電圧を越えない時は、検波電圧は、近似的に固定電圧になる。

【0065】また、高周波電力増幅回路711のドレイン電圧 $V_{DD}$ を、或る一定電圧以下に下げると、高周波電力増幅回路711の動作が不安定になってしまう。このため、おのずと最小ドレイン電圧 $V_{DD}$ の値が決定されてしまい、高周波電力増幅回路711の出力レベルが低く



なっているとしてもドレイン電圧をその電圧以下には制御しないこととなる。

【0066】これらの特徴により、バイアス電圧 $V_{bias}$ の値を上手く決定すれば、外部からの制御信号(図1、図4の制御信号B)や $V_{DD}$ テーブルを必要とせずに、検波電圧でドレイン電圧を自律制御することで、電源効率を向上させることが可能となる。

【0067】この様に、本発明の実施形態によれば、高周波電力増幅回路のドレイン電圧を、予めメモリ等に格納した $V_{DD}$ テーブルをもとに、または高周波電力増幅回路の出力レベルに応じて自律制御することで、高周波電力増幅回路の出力変調歪みが移動体通信システムの隣接チャネル漏洩電力の規格を満足できる範囲で制御し、また、 $V_{CC}$ テーブルをもとに、高周波電力増幅回路の利得が線形的に変化する様に制御して高周波電力増幅回路をレベル可変回路として用いることにより、電源効率の高効率化を図ることができると共に、装置構成の簡略化を達成することが可能となる。

【0068】

【発明の効果】本発明によれば、伝送レート等が異なったり送信電力や電池電圧が変動した場合でも最適な電源効率を達成できる。

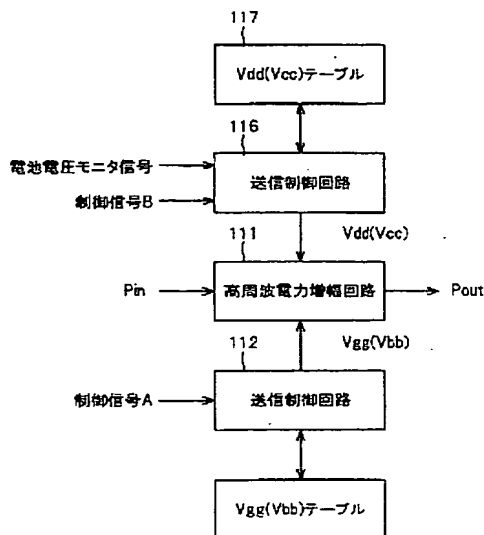
【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施形態に係る送信電力制御装置のブロック構成図である。

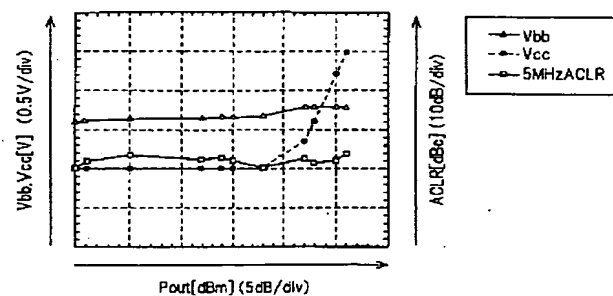
【図2】高周波電力増幅回路における電力制御の動作説明のための特性図である。

【図3】高周波電力増幅回路における電力制御の動作説

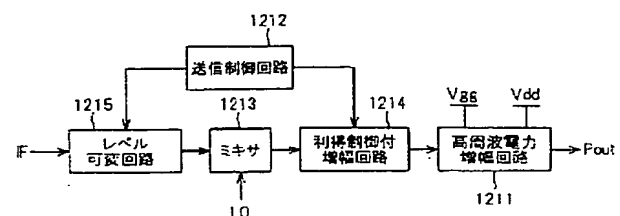
【図1】



【図2】



【図12】



明のための特性図である。

【図4】本発明の第2の実施形態に係る送信電力制御装置のブロック構成図である。

【図5】第2の実施形態における送信電力制御装置の出力特性図である。

【図6】本発明の第3の実施形態に係る送信電力制御装置の制御手順を示すフローチャートである。

【図7】本発明の第4の実施形態に係る送信電力制御装置の制御手順を示すフローチャートである。

10 【図8】図4に示す送信制御回路内に設けられる電圧制御回路バイパス部分の構成図である。

【図9】本発明の第5の実施形態に係る送信電力制御装置の制御手順を示すフローチャートである。

【図10】本発明の第6の実施形態に係る送信電力制御装置の制御手順を示すフローチャートである。

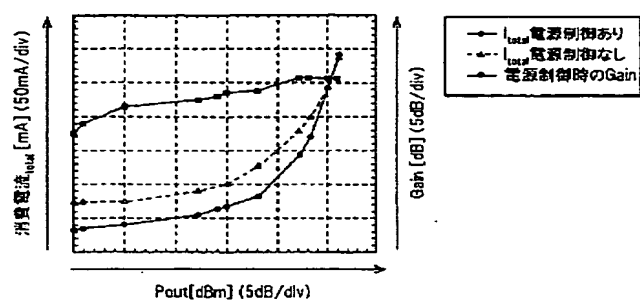
【図11】本発明の第7の実施形態に係る送信電力制御装置のブロック構成図である。

【図12】従来の送信電力制御装置のブロック構成図である。

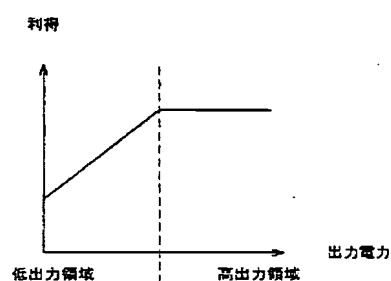
20 【符号の説明】

- 111、411、711 高周波電力増幅回路
- 112、412、712 送信制御回路
- 113、413、713  $V_{CC}$  ( $V_{BB}$ ) テーブル
- 116、416、716 送信制御回路
- 117、417  $V_{DD}$  ( $V_{CC}$ ) テーブル
- 419 レベル可変回路
- 420、720 検波回路

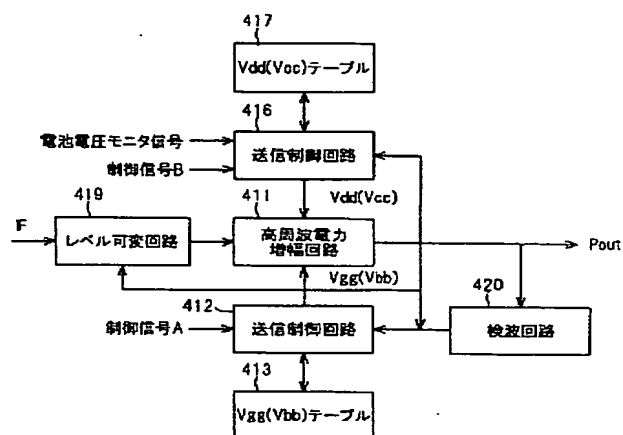
【図3】



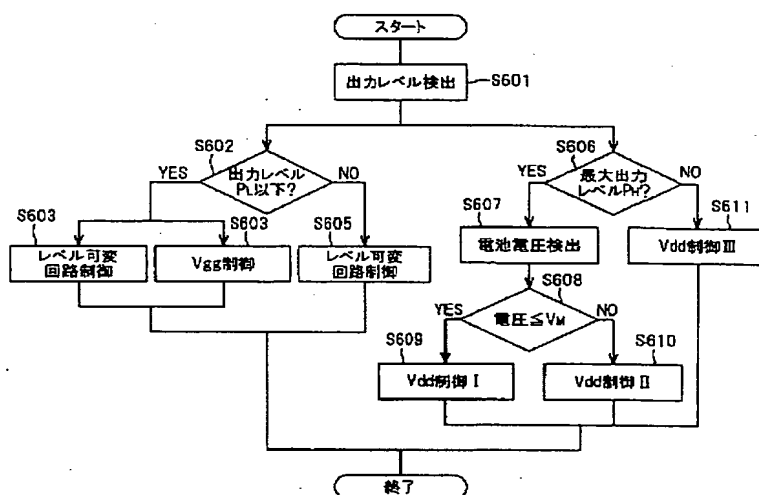
【図5】



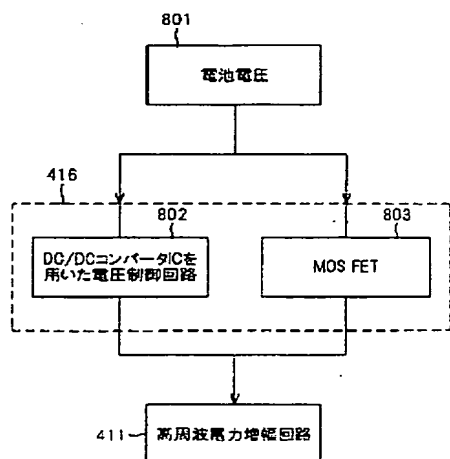
【図4】



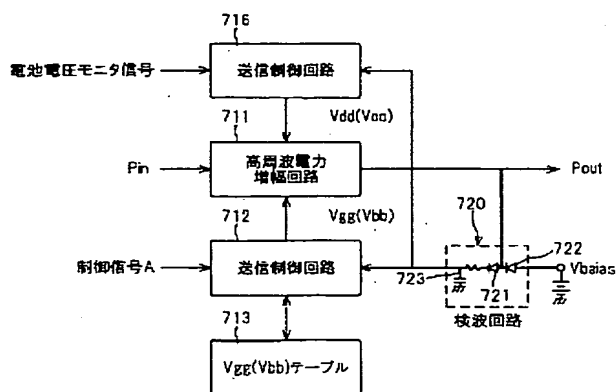
【図6】



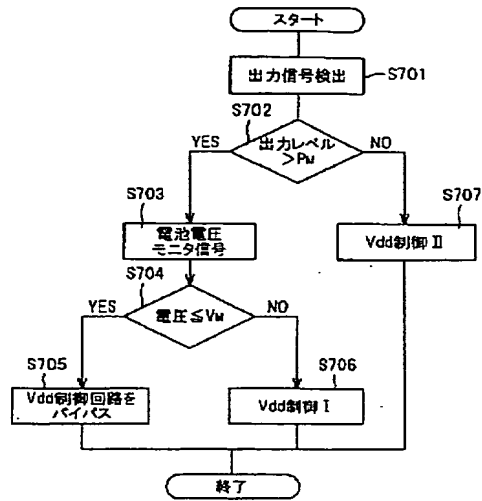
【図8】



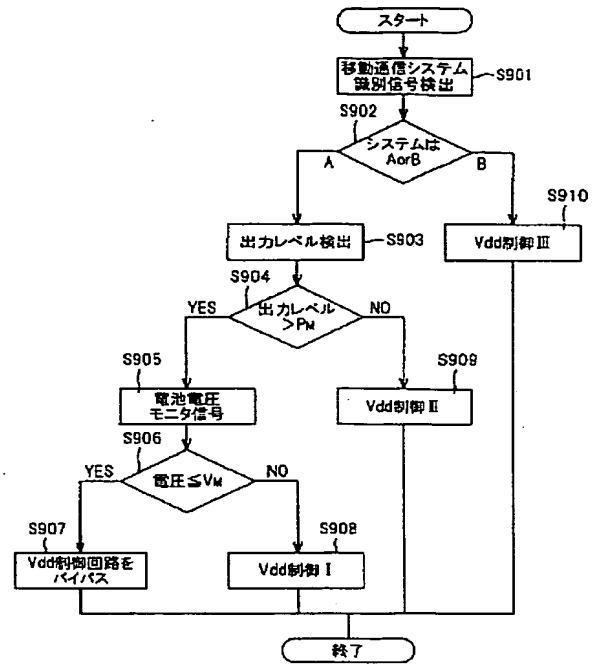
【図11】



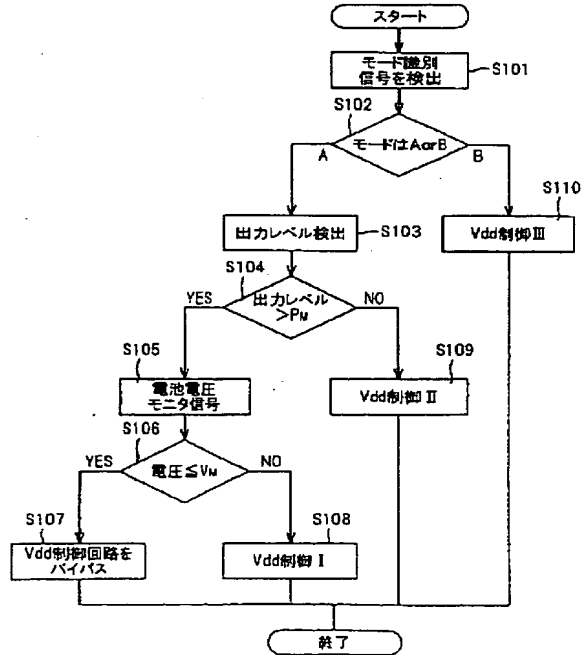
【図7】



【図9】



【図10】



フロントページの続き

(51)Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	ターム(参考)
H 0 4 B 7/26	1 0 2	H 0 4 B 7/26	1 0 2

Fターム(参考) 5J091 AA01 AA41 CA04 CA36 FA01  
HA02 HA10 HA19 HA25 HA29  
HA38 KA00 KA18 KA55 SA14  
TA01 TA02 TA07  
5J092 AA01 AA41 CA04 CA36 FA01  
GR04 HA02 HA10 HA19 HA25  
HA29 HA38 KA00 KA18 KA55  
SA14 TA01 TA02 TA07  
5J100 AA16 AA26 BA01 BA10 CA00  
CA02 CA30 DA06 EA02 FA01  
5K060 CC04 DD04 HH06 HH09 JJ08  
LL01  
5K067 BB04 EE02 GG08